



①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑫ Offenlegungsschrift
⑩ DE 43 29 317 A 1

⑤1 Int. Cl.⁶:
H 04 B 7/216
H 04 B 7/00
H 04 B 14/00
H 04 B 7/26
H 04 B 1/66

②1 Aktenzeichen: P 43 29 317.4
②2 Anmeldetag: 31. 8. 93
④3 Offenlegungstag: 2. 3. 95

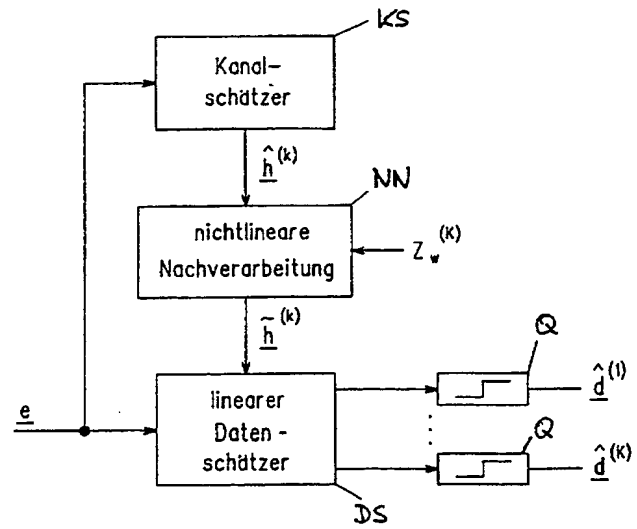
DE 43 29 317 A 1

⑦1 Anmelder:
Siemens AG, 80333 München, DE

⑦2 Erfinder:
Baier, Paul Walter, Prof. Dr.-Ing., 67661
Kaiserslautern, DE; Steiner, Bernd, Dipl.-Ing., 67663
Kaiserslautern, DE; Naßhan, Markus, Dipl.-Ing.,
66989 Petersberg, DE

⑤4 Verfahren und System zum Übertragen von Nachrichten

⑤7 Zum Verringern der schädlichen Wirkung der nicht perfekten Kanalschätzung werden die Koeffizienten der geschätzten Kanalimpulsantworten vor der Datendetektion einer nichtlinearen Schätzwertnachverarbeitung unterzogen und auf diese Weise werden modifizierte Kanalimpulsantworten gewonnen. Die nichtlineare Nachverarbeitung ist beispielsweise ein Schwellwerttest, bei dem jene geschätzten Koeffizienten, deren Betrag eine bestimmte Schwelle unterschreitet, bei der Datendetektion zu Null gesetzt werden. Durch das Verwenden modifizierter Kanalimpulsantworten kann der Effekt der nicht perfekten Kanalschätzung, insbesondere in Nachrichtenübertragungssystemen mit Codemultiplex in Abhängigkeit von der eingangsseitigen Störung und der aktuellen Kanalimpulsantwort verringert werden, ohne daß der Kanalschätzer selbst modifiziert werden muß.



DE 43 29 317 A 1

Beschreibung

Die Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren zum Übertragen von Nachrichten gemäß den Oberbegriffen der Patentansprüche 1, 4 und 5. Weiterhin bezieht sich die Erfindung auf ein System zum Übertragen von Nachrichten.

Es sind bereits digitale Nachrichtenübertragungssysteme mit Burstübertragung und Codemultiplex bekannt. Als Anwendungsbeispiel kommt beispielsweise der digitale Mobilfunk in Betracht. In Mobilfunksystemen greift eine Vielzahl von mobilen Teilnehmern auf das Übertragungsmedium Funkkanal zu. Das daraus resultierende Vielfachzugriffsproblem kann mit den elementaren Vielfachzugriffsverfahren Frequenzmultiplex (Frequency Division Multiple Access, FDMA), Zeitmultiplex (Time Division Multiple Access, TDMA) oder Codemultiplex (Code Division Multiple Access, CDMA) oder mit Kombinationen dieser Verfahren gelöst werden, wie es z. B. in Meinke, H. H.; Gundlach, F. W.; Lange, K.; Löcherer, K. H.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Bd. 3, Springer Verlag, Berlin 1986 beschrieben ist. In CDMA-Mobilfunksystemen senden mehrere Teilnehmer gleichzeitig im selben Frequenzband. Das gesamte Empfangssignal wird aus diesem Grund durch die Beiträge mehrerer Teilnehmer bestimmt. Durch das Anwenden optimaler Schätzalgorithmen können die verschiedenen Teilnehmersignale separiert werden und die von den einzelnen Teilnehmern gesendeten Daten ermittelt werden. Ein derartiger Schätzalgorithmus ist beispielsweise in Klein, A. und Baier, P. W.: Simultaneous cancellation of cross interference and ISI in CDMA mobile radio communications. 3rd IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 92), Boston, S. 118—122, 1992 beschrieben.

Um die genannten Schätzalgorithmen anwenden zu können, müssen die Kanalimpulsantworten der Funkkanäle der einzelnen Teilnehmer bekannt sein. Das Gewinnen dieser Informationen wird dem Empfänger in der Regel dadurch ermöglicht, daß in die Sendesignale Signalabschnitte eingeblendet werden, die mit dem Empfänger vorher vereinbart wurden und somit im Empfänger bekannt sind, und daß der Empfänger aus der Antwort des Kanals auf diese bekannten Signalabschnitte die Kanalimpulsantworten ermittelt. Dies ist beispielsweise aus den Veröffentlichungen Steiner, B. und Baier, P. W.: Channel estimation in CDMA mobile radio systems using periodic test signals. COST 231 TD(92)104, Helsinki, 1992; Crozier, S. N.: Short-block data detection techniques employing channel estimation for fading time dispersive channels, Dissertation Carleton University, Ottawa, 1990, und Baier, A.; Heinrich, G.; Wellens, U.: Bit synchronization and timing sensitivity in adaptive Viterbi equalizers for narrowband-TDMA digital mobile radio systems. Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, Philadelphia, S. 377—384, 1988 bekannt. Die eingeblendeten Signalabschnitte werden als Trainingssignale oder Mittambeln bezeichnet. Im folgenden wird die Bezeichnung Mittambel benutzt. Es wird davon ausgegangen, daß die Übertragung blockweise erfolgt. Ein gesendeter Block wird als Burst bezeichnet und besteht aus einer Mittambel zur Kanalschätzung und zwei Datenblöcken.

Aufgrund der nicht vermeidbaren Störungen, die bei der Funkübertragung auftreten, können im Empfänger nicht die exakten Kanalimpulsantworten, sondern nur mehr oder weniger exakte Schätzungen der Kanalimpulsantworten gewonnen werden. Diese nicht perfekte Kanalschätzung bewirkt eine Verschlechterung der Übertragungsqualität im Vergleich zum Fall perfekt bekannter Kanalimpulsantworten. In der Aufwärtsstrecke von CDMA-Mobilfunksystemen — das ist jene Funkstrecke, über die mehrere Teilnehmer über verschiedene Funkkanäle eine Basisstation ansprechen — wirkt sich die nicht perfekte Kanalschätzung schwerwiegender aus als in der Abwärtsstrecke.

Die schädliche Auswirkung einer nicht perfekten Kanalschätzung kann man dadurch verringern, daß man die Sendeenergie der Mittambeln erhöht, indem man die Amplitude und/oder die Dauer der Mittambeln vergrößert. Diese Vorgehensweise wirft die folgenden neuen Probleme auf:

- Ein Erhöhen der Mittambelamplitude führt zu Sendesignalen mit nicht konstanter Einhüllender. Eine konstante Einhüllende ist jedoch im Hinblick auf optimale Auslegung der Sendeverstärker wünschenswert.
- Eine Verlängerung der Mittambeln verkürzt die für die Datenübertragung verfügbaren Zeitabschnitte.
- Ein Erhöhen der Mittambelenergie erhöht in unerwünschter Weise die Störleistung am Empfängereingang anderer Teilnehmer des Systems.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, die schädliche Wirkung der nicht perfekten Kanalschätzung zu verringern, ohne die Sendeenergie der Mittambeln zu erhöhen.

Erfindungsgemäß wird die Aufgabe bei dem Verfahren der eingangs genannten Art durch die im kennzeichnenden Teil der Patentansprüche 1, 4 und 5 angegebenen Merkmale gelöst. Ein vorteilhaftes System zur Nachrichtenübertragung ist im Patentanspruch 19 angegeben.

Das wesentliche der Erfindung wird insbesondere in der nichtlinearen Nachverarbeitung einer geschätzten Kanalimpulsantwort gesehen.

Besonders vorteilhafte Möglichkeiten der Wahl der Gewichtsfunktionen $g(x)$ sind in den Patentansprüchen 5 bis 7 angegeben.

Eine spezielle Wahl der Gewichtsfunktion $g(x)$ ist in Anspruch 8 angegeben.

Die Definition der Abweichung des Empfangssignals von dessen im Empfänger berechneter Nachbildung ist in den Ansprüchen 10 und 11 angegeben.

Die Verwendung eines linearen Schätzalgorithmus, der zur Datenschätzung verwendet wird, ist in den Ansprüchen 12 bis 14 angegeben.

Die Realisierung des Datenschätzers als optimalen Folgeschätzer (MLSE), wie er in Proakis, J. G.: Digital communications, McGraw-Hill, New York, 1989 beschrieben ist, ist im Anspruch 15 angegeben.

Die Ansprüche 16 bis 18 betreffen schließlich die Implementierung der nichtlinearen Schätzwertnachverarbeitung auf einem Mikroprozessor bzw. einem digitalen Signalprozessor.

Das Verfahren und die Funktion einer Einrichtung gemäß der Erfindung werden im folgenden anhand von Zeichnungen näher erläutert.

Es zeigen:

Fig. 1 ein für das erfindungsgemäße Verfahren vorgesehenes SignalfORMAT,

Fig. 2 ein Systemmodell der Übertragungsstrecke,

Fig. 3 die Struktur eines Empfängers und

Fig. 4 die Struktur eines Empfängers mit nichtlinearer Nachverarbeitung.

Bei dem in Fig. 1 dargestellten SignalfORMAT für das Verfahren zur Nachrichtenübertragung gemäß der Erfindung wird davon ausgegangen, daß die von einer Sendeeinrichtung zu einer Empfangseinrichtung zu übertragenden Signale blockweise übertragen werden und daß das Übertragungssystem ein Mobilfunksystem, z. B. ein CDMA-Mobilfunksystem, ist. In die zu übertragenden Datenblöcke sind Trainingssignale M eingebettet, die auch als Mittambeln bezeichnet werden. Durch jede Mittamel M wird ein Datenblock in zwei Teilblöcke $T1$ und $T2$ zerlegt.

Bei dem Verfahren gemäß der Erfindung wird ein von einem zeitdiskreten Systemmodell ausgegangen. Alle Berechnungen werden im äquivalenten Tiefpaßbereich durchgeführt. Komplexe Größen sind unterstrichen. Vektoren werden durch fette Kleinbuchstaben und Matrizen durch fette Großbuchstaben gekennzeichnet.

Bei dem in Fig. 2 gezeigten Systemmodell der Übertragungsstrecke senden K Teilnehmer über K im allgemeinen unterschiedliche Funkkanäle F mit den Kanalimpulsantworten $\underline{h}^{(k)} = (\underline{h}_1^{(k)}, \underline{h}_2^{(k)} \dots \underline{h}_W^{(k)})$, $k = 1 \dots K$, Datenblöcke $\underline{d}^{(k)} = (\underline{d}_1^{(k)}, \underline{d}_2^{(k)} \dots \underline{d}_N^{(k)})$, $k = 1 \dots K$. Vor der Übertragung wird jedem Datensymbol mit einem Modulator MO ein Code $\underline{c}^{(k)} = (\underline{c}_1^{(k)}, \underline{c}_2^{(k)} \dots \underline{c}_Q^{(k)})$, $k = 1 \dots K$, linear aufmoduliert. Mit der additiven Störung $\underline{n} = (\underline{n}_1, \underline{n}_2 \dots \underline{n}_{QN+W-1})$ und den $NQ \times N$ -Matrizen

$$\underline{C}^{(k)} = (\underline{C}_i^{(k)}), \quad (1a)$$

$$\underline{C}_i^{(k)} = \begin{cases} \underline{c}_{i-Q(j-1)}^{(k)}, & \text{für } 1 \leq i - Q(j-1) \leq Q, \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad (1b)$$

die den linearen Zusammenhang zwischen den Datensymbolen eines Datenblocks eines Teilnehmers und dem zeitdiskreten Sendesignal $\underline{s}_i^{(K)}$ dieses Teilnehmers angeben, und den $(NQ + W - 1) \times NQ$ -Matrizen

$$\underline{H}^{(k)} = (\underline{H}_{ij}^{(k)}), \quad (2a)$$

$$\underline{H}_{ij}^{(k)} = \begin{cases} \underline{h}_{i-j+1}^{(k)}, & \text{für } 1 \leq i - j + 1 \leq W, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2b)$$

die den linearen Zusammenhang zwischen dem zeitdiskreten Sendesignal $\underline{s}_i^{(K)}$ eines Teilnehmers und dem nur durch diesen Teilnehmer hervorgerufenen $\underline{e}_i^{(K)}$ des Empfangssignals beschreiben, ist das gesamte Empfangssignal

$$\underline{e} = \sum_{k=1}^K \underline{H}^{(k)} \underline{C}^{(k)} \underline{d}^{(k)} + \underline{n} \quad (3)$$

Das Empfangssignal gelangt an den Eingang des Empfängers.

Der in Fig. 3 dargestellte Empfänger enthält einen Kanalschätzer KS , der beispielsweise dem in Steiner, B. und Baier, P. W.: Channel estimation in CAMA mobile radio systems using periodic test signals. COST 231 TD(92)104, Helsinki, 1992 beschriebenen Schätzer entspricht und auf dessen Funktion nicht näher eingegangen wird, einen linearen Datenschätzer DS und K Quantisierer Q . Mit der Matrix

$$\underline{A} = (\underline{H}^{(1)} \underline{C}^{(1)}, \underline{H}^{(2)} \underline{C}^{(2)} \dots \underline{H}^{(K)} \underline{C}^{(K)}), \quad (4)$$

in die die Kanalimpulsantworten $\underline{h}^{(k)}$ und die Codes $\underline{c}^{(k)}$ aller K Teilnehmer eingehen, und dem Vektor

$$\underline{d} = (\underline{d}^{(1)T}, \underline{d}^{(2)T} \dots \underline{d}^{(K)T})^T. \quad (5)$$

der durch Aneinanderreihen der Elemente der Vektoren $\underline{d}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, entsteht, ist das Empfangssignal

$$\underline{e} = \underline{A} \underline{d} + \underline{n}. \quad (6)$$

Zur Datenschätzung soll aus dem Empfangssignal \underline{e} mit den dem Empfänger bekannten Codes $\underline{c}^{(k)}$ und den geschätzten Kanalimpulsantworten $\underline{h}^{(k)}$ eine Schätzung des Vektors \underline{d} ermittelt werden. Mit den Matrizen, $\underline{H}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, die aus den geschätzten Kanalimpulsantworten $\underline{h}^{(k)}$ analog zu Gl. (2a) und Gl. (2b) gebildet werden, kann die Matrix

$$\hat{\underline{A}} = (\hat{\underline{H}}^{(1)} \underline{C}^{(1)}, \hat{\underline{H}}^{(2)} \underline{C}^{(2)} \dots \hat{\underline{H}}^{(K)} \underline{C}^{(K)}), \quad (7)$$

gebildet werden. Aus $\hat{\underline{A}}$ soll eine Schätzmatrix

$$\underline{M}_d = \underline{M}_d(\hat{\underline{A}}) \quad (8)$$

berechnet werden und mit der Schätzmatrix \underline{M}_d eine Schätzung

$$\underline{\hat{d}} = \underline{M}_d \underline{e} \quad (9)$$

von \underline{d} ermittelt werden.

Zur Datenschätzung kann beispielsweise ein erwartungstreuer Schätzer minimaler Varianz verwendet werden. Sind die Elemente \underline{n}_i der Störung \underline{n} unkorreliert, d. h. gilt

$$E\{\underline{n}_i \underline{n}_j\} = \begin{cases} \sigma^2, & \text{für } i = j, \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad (10)$$

so ist im Fall einer perfekten Kanalschätzung

$$\underline{\hat{d}} = (\hat{\underline{A}}^T \hat{\underline{A}})^{-1} \hat{\underline{A}}^T \underline{e} \quad (11)$$

eine erwartungstreue Schätzung minimaler Varianz des Vektors \underline{d} . Ist die Varianz σ^2 der eingangsseitigen Störung \underline{n} bekannt, kann zum Ermitteln einer Schätzung $\underline{\hat{d}}$ ein optimaler linearer Schätzer eingesetzt werden. Mit der Annahme

$$E\{|\underline{d}_n^{(k)}|^2\} = 1, k = 1 \dots K, n = 1 \dots N \quad (12)$$

ist

$$\underline{\hat{d}} = (\hat{\underline{A}}^T \hat{\underline{A}} + \sigma^2 \underline{I})^{-1} \hat{\underline{A}}^T \underline{e} \quad (13)$$

im Fall einer perfekten Kanalschätzung eine optimale lineare Schätzung $\underline{\hat{d}}$ des Vektors \underline{d} , wie es beispielsweise in Whalen, A. D.: Detection of signals in noise; Academic Press, San Deich, 1971 beschrieben ist.

Aufgrund der nicht perfekten Kanalschätzung sind, wie bereits oben erwähnt, nur Schätzungen

$$\underline{\hat{h}}_w^{(k)} = \underline{h}_w^{(k)} + \underline{n}_{hw}^{(k)}, w = 1 \dots W, k = 1 \dots K \quad (14)$$

der Kanalkoeffizienten $\underline{h}_w^{(k)}$ mit

$$E\{|\underline{n}_{hw}^{(k)}|^2\} = (\sigma_{hw}^{(k)})^2 \quad (15)$$

bekannt, wie in Steiner, B. und Baier, P. W.: Channel estimation in CDMA mobile radio systems using periodic test signals. COST231 TD(92)104, Helsinki, 1992, und Crozier, S. N., Falconer, D. D.; Mahmoud, S. A.: Least sum of squared errors (LSSE) channel estimation. IEE Proceedings, Pt. F, vol. 138, S. 371—378, 1991 angegeben ist, nehmen die Varianzen $(\sigma_{hw}^{(k)})^2$ mit wachsender Energie der gesendeten Mittambeln ab. Aufgrund der nicht perfekten Kanalschätzung wird eine fehlerhafte Schätzmatrix \underline{M}_d berechnet. Eine fehlerhafte Schätzmatrix wirkt wie eine zusätzliche eingangsseitige Störung.

Die schädliche Wirkung einer nicht perfekten Kanalschätzung kann durch das Anwachsen des mittleren quadratischen Fehlers des Empfangssignals im Vergleich zum Fehler bei Fall perfekt bekannter Kanalimpulsantworten beschrieben werden. Der mittlere quadratische Fehler ist ein Maß für die Abweichung des Empfangssignals von dessen im Empfänger berechneter Nachbildung. Hierzu kann auf eine Dissertation Crozier, S. N.: Short-block data detection techniques employing channel estimation for fading time dispersive channels. Dissertation, Carleton University, Ottawa, 1990 verwiesen werden.

Mit dem zeitdiskreten Sendesignal $\underline{s}_i^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, des k -ten Teilnehmers ist das Empfangssignal

$$\underline{e}_i = \sum_{k=1}^K \sum_{w=1}^W \underline{s}_{i+1-w}^{(k)} \underline{h}_w^{(k)} + \underline{n}_i \quad (16)$$

Die zeitdiskreten Sendesignale $\underline{s}_i^{(k)}$ sind im Empfänger im allgemeinen nicht bekannt. Zu Analyse Zwecken wird davon ausgegangen, daß im Empfänger sowohl die zeitdiskreten Sendesignale $\underline{s}_i^{(k)}$ als auch die Koeffizienten der Kanalimpulsantworten $\underline{h}_w^{(k)}$ bekannt sind. Bei der im Mobilfunk üblichen Übertragungsqualität werden jedoch die meisten Datensymbole richtig detektiert, so daß die Annahme, daß die Signale $\underline{s}_i^{(k)}$ im Empfänger bekannt sind, annähernd erfüllt ist. Mit dem Wissen über $\underline{s}_i^{(k)}$ und $\underline{h}_w^{(k)}$ wird im Empfänger das Empfangssignal

$$\hat{e}_i = \sum_{k=1}^K \sum_{w=1}^W s_{i+1-w}^{(k)} \hat{h}_w^{(k)} \quad (17)$$

nachgebildet. Der Erwartungswert

$$E\{|\underline{e}_i - \hat{e}_i|^2\} = E\{|\underline{n}_i|^2\} = \sigma^2 \quad (18)$$

wird als mittlerer quadratischer Fehler des Empfangssignals bezeichnet und bestimmt wesentlich die Empfangsqualität. Im Fall nicht perfekt bekannter Kanalimpulsantworten $\underline{h}^{(k)}$ wird die Nachbildung des Empfangssignals zu

$$\hat{e}_i = \sum_{k=1}^K \sum_{w=1}^W s_{i+1-w}^{(k)} \hat{h}_w^{(k)} \quad (19)$$

Im folgenden wird von

$$E\{|s_i^{(k)}|^2\} = 1, \quad (20a)$$

$$E\{s_i^{(k)} \cdot s_j^{(m)}\} = \delta_{ij} \delta_{km} \quad (20b)$$

ausgegangen. Gl. (20a) bedeutet, daß die Einhüllende des zeitdiskreten Sendesignals eines jeden Teilnehmers konstant ist. Dies trifft dann zu, wenn Modulationsarten mit konstanter Einhüllender verwendet werden. Gl. (20b) bedeutet, daß die zeitdiskreten Sendesignale der K Teilnehmer untereinander unkorreliert sind und die unterschiedlichen Elemente des zeitdiskreten Sendesignals eines Teilnehmers unkorreliert sind. Die Annahme untereinander unkorrelierter Sendesignale der Teilnehmer ist sinnfällig. Die Annahme unkorrelierter unterschiedlicher Elemente des zeitdiskreten Sendesignals eines Teilnehmers trifft aufgrund der Codespreizung nur annähernd zu. Mit den obigen Annahmen gilt

$$\begin{aligned} E\{|\underline{e}_i - \hat{e}_i|^2\} &= \sigma^2 + \sum_{k=1}^K \sum_{w=1}^W E\{|\hat{h}_w^{(k)} - \underline{h}_w^{(k)}|^2\} \\ &= \sigma^2 + \sum_{k=1}^K \sum_{w=1}^W (\sigma_{hw}^{(k)})^2. \end{aligned} \quad (21)$$

Das Verhältnis

$$v = \frac{\sigma^2 + \sum_{k=1}^K \sum_{w=1}^W (\sigma_{hw}^{(k)})^2}{\sigma^2} \quad (22)$$

gibt an, um welchen Faktor sich das Signal-Stör-Verhältnis der Schätzwerte $\hat{d}_n^{(k)}$ aufgrund der Wirkung der nicht perfekten Kanalschätzung reduziert. In Mobilfunksystemen mit CDMA ist eine nicht zu große Dauer der Mittambeln der Teilnehmer anzustreben, damit der damit verbundene Verlust an Datenrate tolerierbar bleibt. Unter der Annahme, daß die Dauer der Mittambeln, die mit der gleichen Amplitude wie die Datensymbole gesendet werden, gerade ausreicht, um alle $\hat{h}_w^{(k)}$ zu schätzen, gilt Crozier, S. N.: Short-block data detection techniques employing channel estimation for fading time dispersive channels. Dissertat., Carleton University, Ottawa, 1990 und Steiner, B.; Klein, A.: Kanal- und Datenschätzung in synchronen CDMA-Mobilfunksystemen mit Interferenzeliminierung, Kleinheubacher Berichte, 1992,

$$\sum_{k=1}^K \sum_{w=1}^W (\sigma_{hw}^{(k)})^2 \geq \sigma^2, \quad (23)$$

so daß v nach Gl. (22) zu

$$v \geq 2 \quad (24)$$

wird, d. h. die SNR-Degradation der geschätzten Daten aufgrund der nicht perfekten Kanalschätzung ist größer oder gleich 3 dB. Die Gleichheit in Gl. (24) tritt dann ein, wenn die Codes der zum Kanalschätzen verwendeten Mittambeln ideale Auto- und Kreuzkorrelationseigenschaften haben.

Eine nicht naheliegende Methode zum Verringern des schädlichen Effekts einer nicht perfekten Kanalschätzung besteht darin, die durch den Kanalschätzer ermittelten Schätzwerte $\hat{h}_w^{(k)}$ unter Einbeziehung eines Qualitätsmaßes einer nichtlinearen Schätzwertnachverarbeitung zu unterziehen und die entstehenden modifizierten Schätzwerte $\tilde{h}_w^{(k)}$ zum Ermitteln der Schätzmatrix M_d zu verwenden.

Die in Fig. 4 gezeigte resultierende Struktur des Empfängers umfaßt einen linearen Kanalschätzer US, eine Anordnung zur nichtlinearen Schätzwertnachverarbeitung NN und einen Datenschätzer DS mit K Quantisierern Q. Mit dem Qualitätsmaß $z_w^{(k)}$ und der monoton wachsenden Gewichtsfunktion $g(x)$ werden modifizierte Schätzwerte

$$\tilde{h}_w^{(k)} = \hat{h}_w^{(k)} g(|\hat{h}_w^{(k)}| z_w^{(k)}) \quad (25)$$

gebildet. Eine nichtlineare Nachverarbeitung der Schätzwerte $\tilde{h}_w^{(k)}$ verringert dann den schädlichen Effekt der nicht perfekten Kanalschätzung, wenn sich der mittlere quadratische Fehler

$$\begin{aligned} E\{|\underline{\hat{e}}_1 - \underline{\hat{e}}_2|^2\} &= \sigma^2 + \sum_{k=1}^K \sum_{w=1}^W E\{|\tilde{h}_w^{(k)} - \underline{h}_w^{(k)}|^2\} \\ &= \sigma^2 + \sum_{k=1}^K \sum_{w=1}^W E\{|\hat{h}_w^{(k)} g(|\hat{h}_w^{(k)}| z_w^{(k)}) - \underline{h}_w^{(k)}|^2\} \end{aligned} \quad (26)$$

im Vergleich zu Gl. (21) verringert. Ein geeignetes Qualitätsmaß $z_w^{(k)}$ ist der Kehrwert

$$z_w^{(k)} = \frac{1}{\sigma_{hw}^{(k)}} \quad (27)$$

der Standardabweichung eines Schätzwerts $\hat{h}_w^{(k)}$. Mit $z_w^{(k)}$ nach Gl. 27 wächst $E\{|\tilde{h}_w^{(k)}| z_w^{(k)}\}$ mit wachsender Qualität eines Schätzwerts $\hat{h}_w^{(k)}$. Im allgemeinen liegt im Empfänger nicht die Standardabweichung $\sigma_{hw}^{(k)}$, sondern eine Schätzung der Standardabweichung $\hat{\sigma}_{hw}^{(k)}$ vor, so daß auch nur eine Schätzung des Qualitätsmaßes vorliegt.

Mit der Heavyside'schen Sprungfunktion $h(x)$ und der Konstanten ζ wird eine spezielle Gewichtsfunktion $g(x)$

$$g(x) = h(\zeta x - 1) \quad (28)$$

gewählt, d. h. alle Schätzwerte $\hat{h}_w^{(k)}$, deren Betrag kleiner ist als $\zeta z_w^{(k)}$, werden zu Null gesetzt und die nicht zu Null gesetzten Schätzwerte $\hat{h}_w^{(k)}$ werden unverändert als $\tilde{h}_w^{(k)}$ übernommen. Die Konstante ζ aus Gl. (28) ist eine normierte Schwelle, mit der die Schätzwerte $\hat{h}_w^{(k)}$ verglichen werden. Durch nichtlineare Schätzwertnachverarbeitung kann dann ein Gewinn im Vergleich zur Verwendung unverarbeiteter Schätzwerte erreicht werden, wenn nur wenige, a priori nicht bekannte Koeffizienten einer geschätzten Kanalimpulsantwort einen wesentlichen Beitrag zur Gesamtenergie der Kanalimpulsantwort leisten. Typischerweise muß die Anzahl W der zu schätzenden Kanalkoeffizienten $\hat{h}_w^{(k)}$ eines Teilnehmers so groß sein, daß Kanalimpulsantworten großer Dauer, wie sie z. B. in hügeligem Gelände auftreten, erwartungstreu geschätzt werden können. Hierzu wird auf die GSM Recommendation 05.05: Transmission and Reception hingewiesen. In ländlichen Gebieten sind die Ausbreitungsbedingungen wesentlich günstiger und die Dauer einer Kanalimpulsantwort aus diesem Grunde wesentlich geringer als in hügeligem Gelände. Durch das Anwenden einer nichtlinearen Nachverarbeitung geschätzter Kanalimpulsantworten kann ein einfacher, nicht parametrischer Kanalschätzer in einem CDMA-Mobilfunksystem verwendet werden, der durch die Wahl der Gewichtsfunktion und unter Berücksichtigung der Störung flexibel auf die effektive Dauer einer Kanalimpulsantwort eingestellt werden kann.

Patentansprüche

1. Verfahren zum zeitdiskreten Übertragen von Signalen von einer Sendeseite zu einer Empfangsseite, wobei die Signale über im allgemeinen unterschiedliche Kanäle gleichzeitig übertragbar sind, wobei den Signalen von der Übertragung ein ihnen zugeordneter Code linear aufmoduliert wird, und wobei im jeweiligen Empfänger Schätzungen der Kanalimpulsantworten vorliegen und für jede Komponente dieser Schätzungen ein Qualitätsmaß vorliegt, dadurch gekennzeichnet, daß die Komponenten der Schätzungen der Kanalimpulsantworten vor der Detektion der Signale einer Schätzwertnachverarbeitung unterzogen werden, so daß modifizierte Kanalimpulsantworten erzeugt werden.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Schätzwertnachverarbeitung nichtlinear erfolgt.

3. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die nichtlineare Nachverarbeitung als Schwellwertbearbeitung ausgebildet ist, bei der diejenigen geschätzten Komponenten, deren Betrag eine bestimmte Schwelle unterschreitet, zu Null gesetzt werden.

4. Verfahren zur zeitdiskreten Nachrichtenübertragung, bei dem von einer Sendeeinrichtung zu einer Empfangseinrichtung gleichzeitig K Datenblöcke $\underline{d}^{(k)} = (\underline{d}_1^{(k)}, \underline{d}_2^{(k)} \dots \underline{d}_N^{(k)})$, $k = 1 \dots K$, über K, im

allgemeinen unterschiedliche Kanäle mit den Impulsantworten $\underline{h}^{(k)} = (\underline{h}_1^{(k)}, \underline{h}_2^{(k)} \dots \underline{h}_W^{(k)})$, $k = 1 \dots K$, übertragen werden, wobei

- jedem der Datenblöcke $\underline{d}^{(k)}$ vor der Übertragung ein ihm zugeordneter Code $\underline{c}^{(k)} = (\underline{c}_1^{(k)}, \underline{c}_2^{(k)} \dots \underline{c}_{NQ}^{(k)})$, $k = 1 \dots K$, linear aufmoduliert wird, so daß das Empfangssignal $\underline{e} = (\underline{e}_1, \underline{e}_2 \dots \underline{e}_{NQ+W-1})$ unter Berücksichtigung eines additiven Störsignals $\underline{n} = (\underline{n}_1, \underline{n}_2 \dots \underline{n}_{NQ+W-1})$ mit den $NQ \times N$ -Matrizen

$$\underline{C}^{(k)} = (\underline{C}_{ij}^{(k)}), k = 1 \dots K,$$

$$\underline{C}_{ij}^{(k)} = \begin{cases} \underline{c}_{i-Q(j-1)}^{(k)} & \text{falls } 1 \leq i - Q(j-1) \leq Q. \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

und mit den $(NQ+W-1) \times NQ$ -Matrizen

$$\underline{H}^{(k)} = (\underline{H}_{ij}^{(k)}), k = 1 \dots K,$$

$$\underline{H}_{ij}^{(k)} = \begin{cases} \underline{h}_{1+i-j}^{(k)} & \text{falls } 1 \leq 1+i-j \leq W. \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

die Form

$$\underline{e} = \sum_{k=1}^K \underline{H}^{(k)} \underline{C}^{(k)} \underline{d}^{(k)} + \underline{n}$$

annimmt,

- im Empfänger Schätzungen $\underline{\hat{h}}^{(k)} = (\underline{\hat{h}}_1^{(k)}, \underline{\hat{h}}_2^{(k)} \dots \underline{\hat{h}}_W^{(k)})$, $k = 1 \dots K$, der Kanal Impulsantworten $\underline{h}^{(k)}$ vorliegen,

- im Empfänger für jede Komponente $\underline{\hat{h}}_w^{(k)}$, $w = 1 \dots W$, ein Qualitätsmaß $z_w^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, das mit wachsender Qualität des Schätzwertes $\underline{\hat{h}}_w^{(k)}$ monoton zunimmt, oder eine Schätzung des Qualitätsmaßes $z_w^{(k)}$ vorliegt,

dadurch gekennzeichnet, daß

- im Empfänger mit einer Gewichtsfunktion $g(x)$ modifizierte Kanalimpulsantworten $\underline{\hat{h}}^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, mit den Komponenten

$$\underline{\hat{h}}_w^{(k)} = \underline{\hat{h}}_w^{(k)} g(|\underline{\hat{h}}_w^{(k)}| z_w^{(k)})$$

gebildet werden

- und als Schätzungen $\underline{\hat{d}}^{(k)} = (\underline{\hat{d}}_1^{(k)}, \underline{\hat{d}}_2^{(k)} \dots \underline{\hat{d}}_N^{(k)})$, $k = 1 \dots K$, der Datenblöcke $\underline{d}^{(k)}$ jene Blöcke $\underline{\hat{d}}^{(k)}$ dienen, die mit den $(NQ+W-1) \times NQ$ Matrizen

$$\underline{\hat{H}}^{(k)} = (\underline{\hat{H}}_{ij}^{(k)}), k = 1 \dots K,$$

$$\underline{\hat{H}}_{ij}^{(k)} = \begin{cases} \underline{\hat{h}}_{1+i-j}^{(k)} & \text{falls } 1 \leq 1+i-j \leq W, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

die Abweichung des Signals

$$\underline{\hat{e}} = \sum_{k=1}^K \underline{\hat{H}}^{(k)} \underline{C}^{(k)} \underline{\hat{d}}^{(k)}$$

von Empfangssignal \underline{e} minimieren.

5. Verfahren zur zeitdiskreten Nachrichtenübertragung, bei dem von einer Sendeeinrichtung zu einer Empfangseinrichtung gleichzeitig K Datenblöcke $\underline{d}^{(k)} = (\underline{d}_1^{(k)}, \underline{d}_2^{(k)} \dots \underline{d}_N^{(k)})$, $k = 1 \dots K$, über K , im allgemeinen unterschiedliche Kanäle mit den Impulsantworten $\underline{h}^{(k)} = (\underline{h}_1^{(k)}, \underline{h}_2^{(k)} \dots \underline{h}_W^{(k)})$, $k = 1 \dots K$ übertragen werden, wobei

- jedem der Datenblöcke $\underline{d}^{(k)}$ vor der Übertragung ein ihm zugeordneter Code $\underline{c}^{(k)} = (\underline{c}_1^{(k)}, \underline{c}_2^{(k)} \dots \underline{c}_{NQ}^{(k)})$, $k = 1 \dots K$, linear aufmoduliert wird, so daß das Empfangssignal $\underline{e} = (\underline{e}_1, \underline{e}_2 \dots \underline{e}_{NQ+W-1})$ unter Berücksichtigung eines additiven Störsignals $\underline{n} = (\underline{n}_1, \underline{n}_2 \dots \underline{n}_{NQ+W-1})$ mit den $NQ \times N$ -Matrizen

$$\underline{C}^{(k)} = (\underline{C}_{ij}^{(k)}), k = 1 \dots K,$$

$$\underline{C}_{ij}^{(k)} = \begin{cases} \underline{c}_{i-Q(j-1)}^{(k)} & \text{falls } 1 \leq i - Q(j-1) \leq Q, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

und mit den $(NQ + W - 1) \times NQ$ -Matrizen

$$\underline{H}^{(k)} = (\underline{H}_{ij}^{(k)}), k = 1 \dots K,$$

$$\underline{H}_{ij}^{(k)} = \begin{cases} \underline{h}_{i+j-1}^{(k)} & \text{falls } 1 \leq i + j - 1 \leq W, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

die Form

$$\underline{e} = \sum_{k=1}^K \underline{H}^{(k)} \underline{C}^{(k)} \underline{d}^{(k)} + \underline{n}$$

annimmt,

- im Empfänger Schätzungen $\underline{h}^{(k)} = (\underline{h}_1^{(k)}, \underline{h}_2^{(k)} \dots \underline{h}_W^{(k)})$, $k = 1 \dots K$, der Kanalimpulsantworten $\underline{h}^{(k)}$ vorliegen,
- im Empfänger für jede Komponente $\underline{h}_w^{(k)}$, $w = 1 \dots W$, ein Qualitätsmaß $z_w^{(k)}$, $k = 1 \dots K$, das mit wachsender Qualität des Schätzwertes $\underline{h}_w^{(k)}$ monoton zunimmt, oder eine Schätzung des Qualitätsmaßes $z_w^{(k)}$ vorliegt,
- dadurch gekennzeichnet, daß
- im Empfänger mit einer Gewichtsfunktion $g(x)$ modifizierte Kanalimpulsantworten $\underline{\tilde{h}}$, $k = 1 \dots K$, mit den Komponenten

$$\underline{\tilde{h}}_w^{(k)} = \underline{h}_w^{(k)} g(|\underline{h}_w^{(k)}| \underline{z}_w^{(k)})$$

gebildet werden

- und als Schätzungen $\underline{\tilde{d}}^{(k)} = (\underline{\tilde{d}}_1^{(k)}, \underline{\tilde{d}}_2^{(k)} \dots \underline{\tilde{d}}_N^{(k)})$, $k = 1 \dots K$, der Datenblöcke $\underline{\tilde{d}}^{(k)}$ jene Blöcke $\underline{d}^{(k)}$ dienen, die mit den $(NQ + W - 1) \times NQ$ Matrizen

$$\underline{\tilde{H}}^{(k)} = (\underline{\tilde{H}}_{ij}^{(k)}), k = 1 \dots K,$$

$$\underline{\tilde{H}}_{ij}^{(k)} = \begin{cases} \underline{\tilde{h}}_{i+j-1}^{(k)} & \text{falls } 1 \leq i + j - 1 \leq W, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

die Abweichung des Signals

$$\underline{\hat{e}} = \sum_{k=1}^K \underline{\tilde{H}}^{(k)} \underline{C}^{(k)} \underline{\tilde{d}}^{(k)}$$

von Empfangssignal \underline{e} minimieren.

6. Verfahren nach Anspruch 4 oder 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Gewichtsfunktion $g(x)$ monoton mit x wächst.
7. Verfahren nach einem der Ansprüche 4 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß die Gewichtsfunktion $g(x)$ stetig ist.
8. Verfahren nach Anspruch 4 oder 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Gewichtsfunktion $g(x)$ unstetig ist.
9. Verfahren nach einem der Ansprüche 4 bis 8, dadurch gekennzeichnet, daß das Qualitätsmaß $z_w^{(k)}$ der Kehrwert der Standardabweichung des Schätzwerts $\underline{h}_w^{(k)}$ vom wahren Wert $\underline{h}_w^{(k)}$ ist oder das Qualitätsmaß $\underline{z}_w^{(k)}$ der Schätzwert des Kehrwerts der Standardabweichung des Schätzwerts $\underline{h}_w^{(k)}$ vom wahren Wert $\underline{h}_w^{(k)}$ ist.
10. Verfahren nach einem der Ansprüche 4 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß mit der Heavyside'schen Sprungfunktion $h(x)$ und einer von der Empfangsqualität abhängigen Konstante ξ die Gewichtsfunktion

$$g(x) = h(\xi x - 1)$$

ist.

11. Verfahren nach einem der Ansprüche 4 bis 10, dadurch gekennzeichnet, daß als mindernde Abweichung des Empfangssignals \underline{e} vom Signal $\hat{\underline{e}}$ die Größe

$$\epsilon = \sum_{i=1}^{NQ+W-1} |\underline{e}_i - \hat{\underline{e}}_i|$$

benutzt wird.

12. Verfahren nach einem der Ansprüche 4 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß als zu minimierende Abweichung des Empfangssignals \underline{e} vom Signal $\hat{\underline{e}}$ die Größe

$$\epsilon = \sum_{i=1}^{NQ+W-1} |\underline{e}_i - \hat{\underline{e}}_i|^2$$

benutzt wird.

13. Verfahren nach einem der Ansprüche 4 bis 12, dadurch gekennzeichnet, daß zum Ermitteln wertkontinuierlicher Schätzwerte $\hat{\underline{d}}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, der Elemente $\underline{d}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, der Datenblöcke $\underline{d}^{(k)}$ ein erwartungstreuer Schätzer minimaler Varianz eingesetzt wird.

14. Verfahren nach einem der Ansprüche 4 bis 13, dadurch gekennzeichnet, daß zum Ermitteln wertkontinuierlicher Schätzwerte $\hat{\underline{d}}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, der Elemente $\underline{d}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, der Datenblöcke $\underline{d}^{(k)}$ ein optimaler linearer Schätzer eingesetzt wird.

15. Verfahren nach einem der Ansprüche 4 bis 13, dadurch gekennzeichnet, daß zum Ermitteln wertkontinuierlicher Schätzwerte $\hat{\underline{d}}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, der Elemente $\underline{d}_n^{(k)}$, $n = 1 \dots N$, der Datenblöcke $\underline{d}^{(k)}$ signalangepaßte Filter eingesetzt werden.

16. Verfahren nach einem der Ansprüche 4 bis 15, dadurch gekennzeichnet, daß zum Ermitteln von Schätzungen $\hat{\underline{d}}_n^{(k)}$ der Elemente $\underline{d}_n^{(k)}$ der Datenblöcke $\underline{d}^{(k)}$ ein optimaler Folgeschätzer eingesetzt wird.

17. Verfahren nach einem der Ansprüche 4 bis 16, dadurch gekennzeichnet, daß die Komponenten $\hat{\underline{h}}_w^{(k)}$ der modifizierten Kanalimpulsantworten $\hat{\underline{h}}^{(k)}$ mit einem digitalen Signalprozessor berechnet werden.

18. Verfahren nach einem der Ansprüche 4 bis 17, dadurch gekennzeichnet, daß die Komponenten $\hat{\underline{h}}_w^{(k)}$ der modifizierten Kanalimpulsantworten $\hat{\underline{h}}^{(k)}$ mit einem Mikroprozessor berechnet werden.

19. System zum zeitdiskreten Übertragen von einer Sendeseite zu einer Empfangsseite, wobei die Nachrichten über im allgemeinen unterschiedliche Kanäle gleichzeitig übertragbar sind, wobei jede der Nachrichten von der Übertragung ein ihr zugeordneter Code linear aufmoduliert wird, und wobei im jeweiligen Empfänger Schätzungen der Kanalimpulsantworten vorliegen und für jede Komponente dieser Schätzungen ein Qualitätsmaß vorliegt, dadurch gekennzeichnet, daß auf der Empfängerseite ein digitaler Signalprozessor vorgesehen ist, der die Komponenten der Schätzungen der Kanalimpulsantworten vor der Detektion der Nachrichten einer Schätzwertnachverarbeitung unterzieht, so daß modifizierte Kanalimpulsantworten erzeugt werden.

20. System nach Anspruch 19, dadurch gekennzeichnet, daß der digitale Signalprozessor eine nichtlineare Schätzwertnachverarbeitung durchführt.

21. System nach Anspruch 19 oder Anspruch 20, dadurch gekennzeichnet, daß der Signalprozessor einen linearen Kanalschätzer (KS), eine Anordnung zur Schätzwertnachverarbeitung (NN) und einen linearen Datenschätzer (DS) umfaßt.

Hierzu 2 Seite(n) Zeichnungen

- Leerseite -

This Page Blank (uspto)

Fig. 1

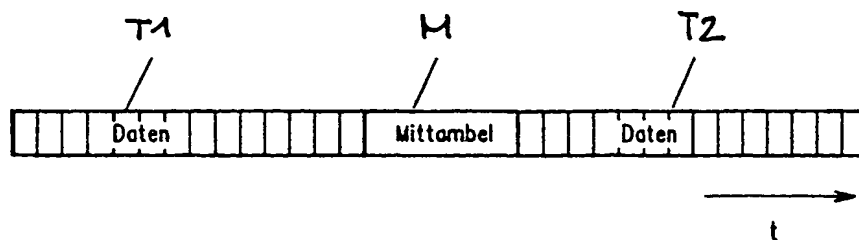


Fig. 2

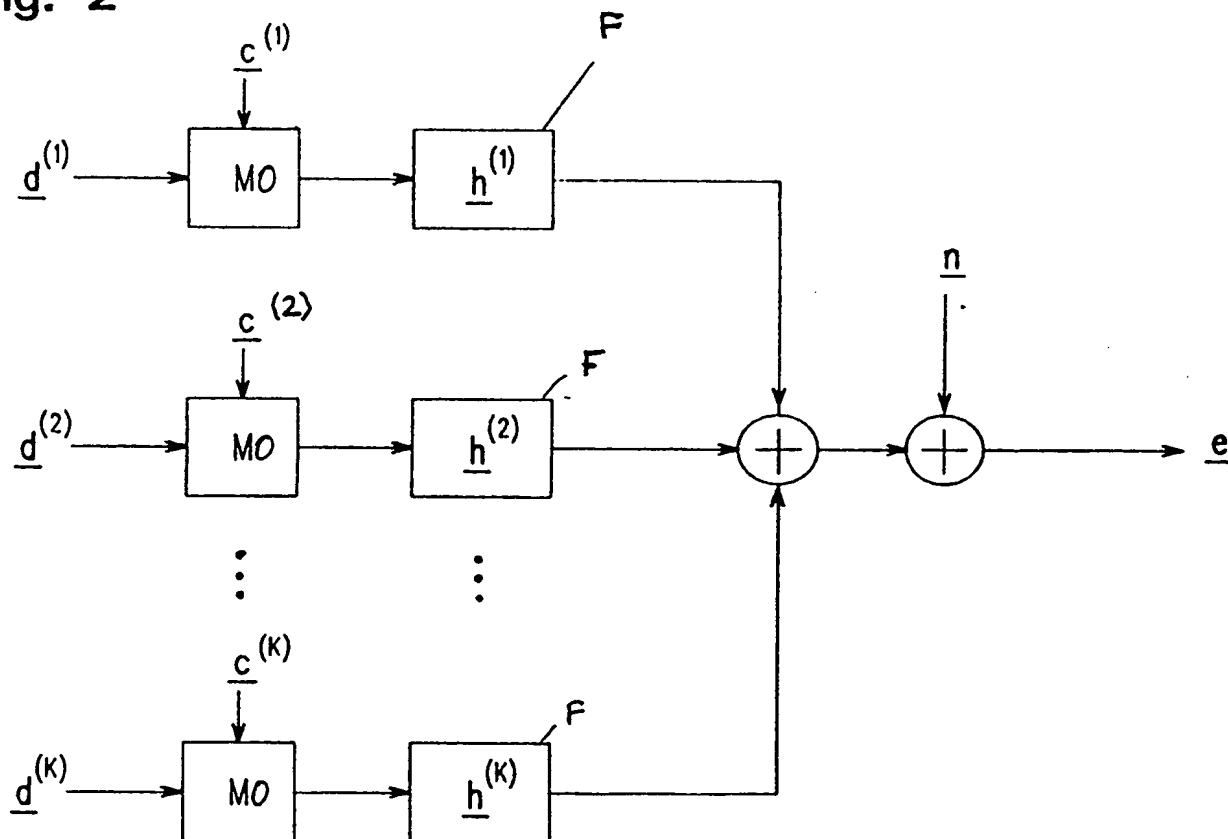


Fig. 3

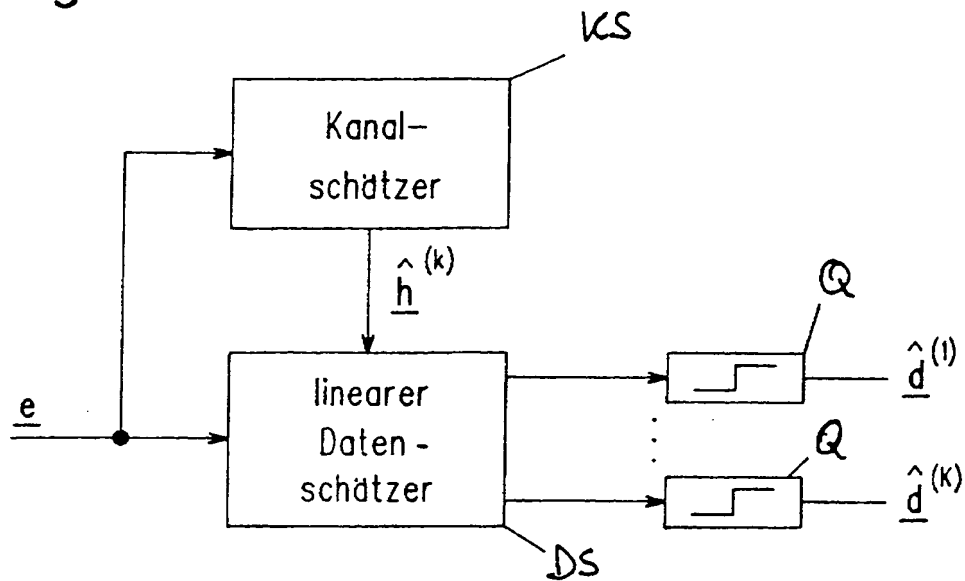


Fig. 4

